

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-057528

(43)Date of publication of application : 27.02.2001

(51)Int.Cl. H04B 7/06
H01Q 3/24
H04B 7/02
H04B 7/08
H04B 7/26
H04J 13/00

(21)Application number : 2000-102826

(71)Applicant : TEXAS INSTR INC <TI>

(22)Date of filing : 28.02.2000

(72)Inventor : DABAK ANAND G

(30)Priority

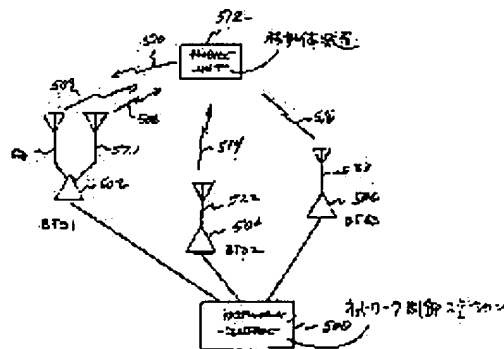
Priority number : 99 121789 Priority date : 26.02.1999 Priority country : US

(54) SELECTION OF CELL USING STTD AND SSDD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce interference in a mobile receiver.

SOLUTION: The method is used to activate a communication circuit, a plurality of signals (508, 509 and 514-516) re received from a plurality of remote transmitters (502-506) to decide which of a plurality of the remote transmitters utilizes transmission diversity. Then the signal strength of each of a plurality of the signals is calculated. Then any of the remote transmitters is selected in response to the decision and calculation process. Preferably, in a step where the signal strength is calculated, a signal versus interference ratio is calculated and a remote transmitter with a maximum signal versus interference ratio is selected.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application]

converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-57528

(P2001-57528A)

(43)公開日 平成13年2月27日(2001.2.27)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード*(参考)
H 0 4 B	7/06	H 0 4 B	7/06
H 0 1 Q	3/24	H 0 1 Q	3/24
H 0 4 B	7/02	H 0 4 B	7/02
	7/08		7/08
	7/26		7/26
			Z
			C
			D

審査請求 未請求 請求項の数14 O L 外国語出願 (全 31 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願2000-102826(P2000-102826)

(22)出願日 平成12年2月28日(2000.2.28)

(31)優先権主張番号 1 2 1 7 8 9

(32)優先日 平成11年2月26日(1999.2.26)

(33)優先権主張国 米国 (US)

(71)出願人 590000879

テキサス インストルメンツ インコーポ
レイテッド

アメリカ合衆国テキサス州ダラス, ノース
セントラルエクスプレスウェイ 13500

(72)発明者 アナンド ジー、ダバク

アメリカ合衆国 テキサス、プラノ、ケン
ドール ドライブ 8625

(74)代理人 100066692

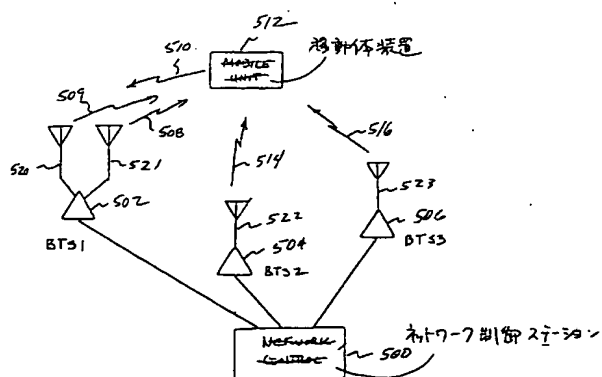
弁理士 浅村 皓 (外3名)

(54)【発明の名称】 STTD及びSSDTを用いるセル選択

(57)【要約】

【課題】 移動体受信機での干渉を低減する。

【解決手段】 通信回路を動作させる方法であって、複数の遠隔送信機(502-506)から複数の信号(508-509, 514-516)を受信し、複数の遠隔送信機のうち何れが送信ダイバーシティを利用するかを決定する。複数の信号のそれぞれの信号強度が計算される。決定及び計算工程に応じて遠隔送信機の1つが選択される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 通信回路を動作させる方法であって、複数の遠隔送信機から複数の信号を受信し、複数の遠隔送信機の何れが送信ダイバーシティを用いるかを決定し、複数の信号の各々の信号の信号強度を計算し、決定工程及び計算工程に応じて遠隔送信機の 1 つを選択する工程を含む方法。

【請求項 2】 請求項 1 に記載した方法であって、信号強度を計算する工程は、信号対干渉比を計算することを含む方法。

【請求項 3】 請求項 2 に記載した方法であって、遠隔送信機を選択する工程は、複数の遠隔送信機から最大信号対干渉比を有する遠隔送信機を選択することを含む方法。

【請求項 4】 請求項 1 に記載した方法であって、複数の遠隔送信機からの複数の信号がパイロット記号を含む方法。

【請求項 5】 請求項 1 に記載した方法であって、更に、遠隔送信機の前記 1 つの識別 (identity) を遠隔受信機に送信する工程を含む方法。

【請求項 6】 請求項 5 に記載した方法であって、更に、送信工程に応じて、遠隔送信機の前記 1 つから複数のデータ信号を受信する工程を含む方法。

【請求項 7】 請求項 1 に記載した方法であって、送信ダイバーシティが空間時間送信ダイバーシティである方法。

【請求項 8】 請求項 1 に記載した方法であって、更に、基準値を複数の送信機の信号強度間の差と比較する工程を含み、選択工程が比較工程を更に含む方法。

【請求項 9】 通信回路を動作させる方法であって、複数の送信機のそれぞれから複数の信号を送信し、それぞれの送信機の送信ダイバーシティ及び信号強度に応じて、複数の送信機から選択された送信機の識別を受信し、受信工程に応じて、選択された送信機から送信し、少なくとも他の送信機から少なくとも 1 つの信号を送信しない、工程を含む方法。

【請求項 10】 請求項 9 に記載した方法であって、複数の信号がパイロット記号を含む方法。

【請求項 11】 請求項 9 に記載した方法であって、送信ダイバーシティが空間時間送信ダイバーシティである方法。

【請求項 12】 請求項 9 に記載した方法であって、信号強度が信号対干渉比である方法。

【請求項 13】 請求項 9 に記載した方法であって、選択された送信機から送信する工程は、データ記号を送信することを含み、少なくとも 1 つの信号を送信しないことは、少なくとも 1 つのデータ記号を送信しないことを

含む方法。

【請求項 14】 請求項 7 に記載した方法であって、更に、各々の複数の送信機からアクティブな送信機のリストを送信することを含む方法。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】 本発明は通信方式に対する広帯域符号分割多元接続 (WCDMA)、更に具体的に言えば、WCDMA 信号の空間時間送信ダイバーシティを用いるサイト選択ダイバーシティ (SSDT) 電力制御に関連する。

【0002】

【従来の技術及びその課題】 現在の符号分割多元接続 (CDMA) 方式は、各信号に固有の符号を割当てることによって、共通のチャンネルを介して異なるデータ信号を同時に送信することを特徴とする。この固有の符号は、データ信号の適切な受取り手を決定するため、選択された受信機の符号とマッチングされる。これらの異なるデータ信号は、地上クラッタ並びに予測し難い信号の反射のため、多重経路を介して受信機に到着する。受信機におけるこれらの多重データ信号の付加的な影響により、受信した信号の強度にかなりのフェージング又は変動が生じることがある。一般的に、多重データ経路によるこのフェージングは、送信エネルギーを広い帯域幅にわたって拡散することによって減らすことができる。この広い帯域幅により、周波数分割多元接続 (FDMA) 又は時分割多元接続 (TDMA) などの狭帯域送信モードに比べて、フェージングが著しく減少する。

【0003】 1998 年 4 月 22 日に出版され、参照のためここに引用した米国仮特許出願番号 60/082,671 に記載されている次世代の広帯域符号分割多元接続 (WCDMA) 通信方式に対し、新しい基準が絶えず出てきている。これらの WCDMA 方式は、パイロット記号の助けを借りたチャンネル推定方式を伴うコヒーレント通信方式である。これらのパイロット記号は、範囲内のあらゆる受信機に対し、所定の時間フレームで四相位相変調された (Quadrature phase shift keyed) (QPSK) 既知データとして送信される。フレームは不連続送信 (DTX) モードで伝搬し得る。音声トラフィックでは、ユーザが話すときにユーザ・データの送信が行われるが、ユーザが沈黙しているときはデータ記号の送信は行われない。パケット・データの場合も同様に、パケットを送る用意ができていたときのみユーザ・データを送信する。フレームは、それぞれ 0.67 ミリ秒の 15 個の等しい時間スロットに分けられる。各時間スロットは等しい記号時間に更に分けられる。例えば、30 KSPS のデータ速度で、各時間スロットは 20 個の記号時間を含む。各フレームは、パイロット記号だけでなく、送信電力制御 (TPC) 記号及び速度情報 (RI) 記号のような他の制御記号を含む。これらの制御記号は、デ

ータ・ビットと区別するためにチップとも呼ばれる多重ビットを含む。従って、チップ送信時間 (T_c) は、記号時間速度 (T) を記号内のチップの数 (N) で割った数に等しい。

【0004】従来の研究で、多重送信アンテナは、狭帯域通信方式に対する送信ダイバーシティを増加することによって、受信を改善し得ることが判っている。「チャンネル推定を用いない送信ダイバーシティの新検出方式」という論文で、タロク (Tarokh) 他は、TDMA方式のためのこのような送信ダイバーシティ方式を説明している。同じ考えが、アラムチ (Alamouti) の論文「無線通信のための簡単な送信機ダイバーシティ方式」にも記載されている。しかし、タロク他及びアラムチは、WCDMA通信方式のためのこのような送信ダイバーシティ方式を教示していない。

【0005】通信方式における別の改善点は、サイト選択ダイバーシティ送信電力制御 (SSDT) を含む。SSDTについて、図7のフローチャートを参照して説明する。移動体受信機は、多数の基地局から頻繁に信号を受信する。移動体受信機は、各々の基地局に対し信号対干渉 (SIR) 比を計算する。これらのSIR値は、移動体受信機の選択回路720に供給される。この選択回路は、フレーム毎に、最大SIR値を有する基地局を決定し、この基地局の識別を制御ネットワーク630に送信する。この制御ネットワークはその後、次のデータフレームを、選択された基地局にのみ送信する。これにより、通信方式内の遅い対数正規のフェージング及び干渉が低減される。SSDTは、更に、移動体受信機及びセル内の干渉も低減させる。

【0006】この簡略化された選択方式に関し、1つ又はそれ以上の基地局が送信ダイバーシティを利用するとき問題が生ずる。これは、良好なSIRが、セル内の低減されたビット誤り率に対応しないためである。従って、STTD又は他の送信ダイバーシティ方式による改善されたSIRは、ダイバーシティをもたない他の基地局に比べて優れたビット誤り率を有し得る。従来の設計は、1つ又はそれ以上の基地局が送信ダイバーシティを利用するとき、STTD基地局の選択に対する解決策を提供又は提言することができなかった。

【0007】

【課題を達成するための手段及び作用】上述の問題は、複数の遠隔送信機から複数の信号を受信し、複数の遠隔送信機のうち何れが送信ダイバーシティを用いるかを決定する工程を含む、通信回路を動作させる方法によって解決される。複数の信号のそれぞれの信号の信号強度が計算される。決定工程及び計算工程に応じて遠隔送信機の1つを選択する。

【0008】本発明は移動体受信機における干渉を低減させる。セル内の送信電力が低減される。

【0009】

【実施例】本発明は、図面を参照して以下の詳細な説明を読むことによって、更によく理解することができる。

【0010】図1について述べると、本発明の空間時間トランジット・ダイバーシティ (STTD) を用いる典型的な送信機の簡略ブロック図が示されている。送信機回路は、それぞれ導線100、102、104、106でパイロット記号、TPC記号、RI記号、データ記号を受ける。各々の記号は、後で詳しく説明するように、それぞれのSTTDエンコーダで符号化される。各STTDエンコーダが2つの出力信号を生成し、それらが多重化回路120に供給される。多重化回路120は、フレームのそれぞれの記号時間に各々の符号化記号を生成する。こうして各フレームの記号の直列シーケンスが各乗算回路124及び126に同時に供給される。チャンネル直交符号C_iは各記号で乗算され、選定された受信機に対して固有の信号を生成する。その後、送信のため、STTD符号化されたフレームがアンテナ128及び130に供給される。

【0011】次に図2について述べると、パイロット記号の符号化のため、図1の送信機に用いることができる本発明のSTTDエンコーダにおける信号の流れを示すブロック図が示されている。パイロット記号は、後で詳しく説明するように、チャンネル推定及びその他の機能のために使うことができる所定の制御信号である。STTDエンコーダ112の動作を表1を参照して説明する。STTDエンコーダは、フレームの16個の時間スロットの各々に対し導線100に、記号時間Tにパイロット記号11、記号時間2Tにパイロット記号S₁、記号時間3Tにパイロット記号11、そして記号時間4Tにパイロット記号S₂を受ける。好ましくは32 KSPSのデータ速度を有する本発明の第1の実施例では、STTDエンコーダが、表1の16個の時間スロットの各々に対して、それぞれ導線204及び206に対応する2つのアンテナの各々に対し4つのパイロット記号のシーケンスを生成する。STTDエンコーダは、導線204の第1のアンテナに対し、それぞれ記号時間T-4Tにパイロット記号B₁、S₁、B₂及びS₂を生成する。同時にSTTDエンコーダは、第2のアンテナに対して導線206に、それぞれ記号時間T-4Tにパイロット記号

【外1】

$$B_1, -S_1^*, -B_2 \text{ 及び } S_2^*$$

を生成する。各記号は、実数及び虚数成分を表す2ビットを含む。アスタリスクは、記号の複素共役演算又は虚数部分の符号の変化を示す。従って、導線204の第1のアンテナに対する最初の時間スロットのパイロット記号の値は11、11、11、11である。導線206の第2のアンテナに対応するパイロット記号は11、01、00、10である。

【0012】これらの記号のビット信号 $r_j (i + \tau_j)$

が、それぞれの経路 208 及び 210 に沿って直列に送信される。それぞれの記号の各ビット信号は、j 番目の経路に対応する送信時間 τ の後に続いて遠隔移動アンテナ 212 で受信される。信号は逆拡散器入力回路（図示せず）に伝搬し、それらはそこで、それぞれの記号時間にわたって加算され、前述したように、4 つのパイロット記号時間スロットと L 個の多重信号経路の j 番目に対

応する入力信号

【外 2】

$$R_j^1, R_j^2, R_j^3 \text{ 及び } R_j^4$$

を生成する。

【0013】

【表 1】

スロット	アンテナ 1				アンテナ 2			
	B_1	S_1	B_2	S_2	B_1	$-S_2^*$	$-B_2$	S_1^*
1	11	11	11	11	11	01	00	10
2	11	11	11	01	11	11	00	10
3	11	01	11	01	11	11	00	00
4	11	10	11	01	11	11	00	11
5	11	10	11	11	11	01	00	11
6	11	10	11	11	11	01	00	11
7	11	01	11	00	11	10	00	00
8	11	10	11	01	11	11	00	11
9	11	11	11	00	11	10	00	10
10	11	01	11	01	11	11	00	00
11	11	11	11	10	11	00	00	10
12	11	01	11	01	11	11	00	00
13	11	00	11	01	11	11	00	01
14	11	10	11	00	11	10	00	11
15	11	01	11	00	11	10	00	00
16	11	00	11	00	11	10	00	01

表 1

【0014】各時間スロットに対するパイロット記号に対応する入力信号を数式 5 から 8 に示す。簡単にするため雑音項は省いてある。受信信号

【外 3】

$$R_j^1$$

は、すべての時間スロットに対し記号時間 T に一定の値 (11, 11) を有するパイロット記号 (B_1 , B_1) によって生成される。従って、受信信号は、第 1 及び第 2 のアンテナに対応するそれぞれのレイリー・フェージング・パラメータの和に等しい。同様に、受信信号

【外 4】

$$R_j^3$$

は、すべての時間スロットに対し記号時間 3T に一定の値 (11, 00) を有するパイロット記号 (B_2 , $-B_2$) によって生成される。従って、第 1 及び第 2 のアンテナに対応するレイリー・フェージング・パラメータに対するチャンネル推定値は、数式 9 及び 10 にあるように入力信号

【外 5】

$$R_j^1 \text{ 及び } R_j^3$$

から容易に得られる。

【0015】

【数 1】

$$R_j^1 = \alpha_j^1 + \alpha_j^2 \quad [5]$$

$$R_j^2 = \alpha_j^1 S_1 - \alpha_j^2 S_2^* \quad [6]$$

$$R_j^3 = \alpha_j^1 - \alpha_j^2 \quad [7]$$

$$R_j^4 = \alpha_j^1 S_1 + \alpha_j^2 S_1^* \quad [8]$$

$$\alpha_j^1 = (R_j^1 + R_j^3)/2 \quad [9]$$

$$\alpha_j^2 = (R_j^1 - R_j^3)/2 \quad [10]$$

【0016】次に図 3 について述べると、遠隔移動受信機と共に用いることのできる本発明の位相補正回路の略図が示されている。この位相補正回路は、それぞれ記号時間 2T 及び 4T に入力信号

【外 6】

$$R_j^2 \text{ 及び } R_j^4$$

を導線 324 及び 326 で受ける。各入力信号は、それぞれ数式 6 及び 8 に示すように、送信されたパイロット記号によって決められた値を有する。位相補正回路は、導線 302 に第 1 のアンテナに対応するレイリー・フェージング・パラメータ

【外7】

$$\alpha_j^{1*}$$

のチャンネル推定値の複素共役を受け、導線306に第2のアンテナに対応する別のレイリー・フェージング・パラメータ

【外8】

$$\alpha_j^{2*}$$

のチャンネル推定値の複素共役を受ける。入力信号の複

$$R_j^2 \alpha_j^{1*} + R_j^4 \alpha_j^2 = (|\alpha_j^1|^2 + |\alpha_j^2|^2) S_1 \quad [11]$$

$$-R_j^2 \alpha_j^2 + R_j^4 \alpha_j^{1*} = (|\alpha_j^1|^2 + |\alpha_j^2|^2) S_2 \quad [12]$$

【0018】次に、経路特有の記号推定値をレーキ結合回路404（図4）に供給して、個別の経路特有の記号推定値を加算すると、数式13及び14にあるように、正味のソフト記号又はパイロット記号信号が生成される。

【0019】

【数3】

$$\tilde{S}_1 = \sum_{j=1}^L R_j^2 \alpha_j^{1*} + R_j^4 \alpha_j^2 \quad [13]$$

$$\tilde{S}_2 = \sum_{j=1}^L -R_j^2 \alpha_j^2 + R_j^4 \alpha_j^{1*} \quad [14]$$

【0020】これらのソフト記号又は推定値は、経路ダイバーシティ1と送信ダイバーシティ2を提供する。したがって、STTD方式の全ダイバーシティは2Lである。この増加されたダイバーシティは、ビット誤り率を小さくするのに非常に有利である。次に、図4について述べると、本発明の閉ループ電力制御の位相補正回路

（図3）を用いることのできる移動体通信方式の簡略図が示されている。移動体通信方式は、外部の信号を送信及び受信するアンテナ400を含む。ダイプレクサ402は、アンテナの送信及び受信機能を制御する。レーキ結合回路404の多数のフィンガは、多数の経路からの受信信号を結合する。数式13及び14のパイロット記号信号を含むレーキ結合回路404からの記号は、ビット誤り率（BER）回路410とビタビ・デコード406に供給される。ビタビ・デコードからのデコードされた記号は、フレーム誤り率（FER）回路408に供給される。平均化回路412は、FERとBERの一方を生成する。この選択された誤り率は、比較器416で基準回路414からの対応する目標誤り率と比較される。比較の結果は、回路418を介してバイアス回路420に供給され、導線424に信号対干渉比（SIR）基準

素共役は、回路308及び330により導線310及び332にそれぞれ生成される。図示したように、これらの入力信号とその複素共役にレイリー・フェージング・パラメータ推定値信号を乗算して加算すると、数式11及び12にあるように、経路特有の第1及び第2の記号推定値がそれぞれ出力導線318及び322に生成される。

【0017】

【数2】

信号を生成する。

【0021】レーキ結合回路404からのパイロット記号は、SIR測定回路432に供給される。これらのパイロット記号は、放送チャンネルに類似する共通のパイロット・チャンネルから得られる。SIR測定回路は、受信したパイロット記号の平均値から受信信号強度標識（RSSI）推定値を生成する。また、SIR測定回路は、多くの時間スロットにわたって、基地局及び他の移動体装置からの干渉信号の平均値から干渉信号強度標識（ISSI）推定値を生成する。SIR測定回路は、RSSI信号とISSI信号との比からSIR推定値を生成する。このSIR推定値は、回路426で目標SIRと比較される。この比較結果は、回路428を介してTPCコマンド回路430に供給される。TPCコマンド回路430は、遠隔の基地局に送信されるTPC記号制御信号を設定する。このTPC記号は、その後の送信において送信電力を好ましくは1dB単位で（by）増加又は減少させるように基地局に指示する。

【0022】次に図5について述べると、本発明の通信ネットワークにおける信号の流れを示すブロック図が示されている。通信ネットワークは、各遠隔基地局502-506に接続されるネットワーク制御ステーションを含む。ネットワーク制御ステーションは、基地局を介して所定の時間スロットにデータのフレームを送信及び受信する。ネットワーク制御ステーションは、電力制御や他の通信ネットワークとの通信を含む多くの他の機能を行なう。ネットワーク制御ステーションは、好ましくは、移動体装置が1つの基地局から別の基地局へ移動するときなどのソフト・ハンドオフ期間中に、移動体装置512とのSSDT通信を開始する。このソフト・ハンドオフ期間には、移動体装置512が、それと通信する基地局502-506から1つを選択することが必要である。移動体装置は、ネットワーク制御ステーションから、それによって各基地局を識別し得るアクティブ・リ

ストを受取る。さらに、移動体装置は、それぞれの基地局に対する送信ダイバーシティに関する情報を受取る。例えば、移動体装置は、基地局 502 が STTD を用い、基地局 504 及び 506 がダイバーシティを用いないことを判定する。移動体装置は、各基地局に対して受信したパイロット記号から SIR を計算し、基地局の 1 つを 1 次基地局として選択する。その後、移動体装置は、この 1 次基地局の識別を、基地局を介してネットワーク制御ステーションに逆送信する (510)。その後、ネットワーク制御ステーションは、選択された基地局を除く全ての基地局からの、次のデータ・フレームでの移動体装置 512 へのデータ記号の送信を終了させる。これにより、ソフト・ハンドオフ中の移動体装置における干渉が著しく減少する。

【0023】次に図 6 において、本発明の基地局選択を示すフローチャートが示されている。移動体装置は、S

SDT を開始するときにネットワーク制御ステーションからアクティブ・リストを受取る。移動体装置は、受信したパイロット記号からこのアクティブ・リストの各基地局に対する SIR を計算する。各基地局に対するそれぞれの SIR 信号は、導線 600-604 を介して選択回路 620 に供給される。選択回路 620 は、各基地局に対応するダイバーシティ信号を導線 606-610 で受信する。これらのダイバーシティ信号は、それぞれの基地局が送信ダイバーシティを用いるかどうかを示す。選択回路は、導線 612 で基準信号 η を受信する。この基準信号が SIR 及びダイバーシティ信号と共に用いられて、以下の表 2 に示すように、1 次基地局を選択する。

【0024】

【表 2】

BTSx	BTSy	基準	選択
ND	ND	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
		$SIR_y > SIR_x$	BTSy
STTD	STTD	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
		$SIR_y > SIR_x$	BTSy
STTD	ND	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
		$SIR_y > SIR_x$ かつ	
		$SIR_y - SIR_x > \eta$	BTSy
		その他	BTSx
ND	STTD	$SIR_y > SIR_x$	BTSy
		$SIR_x > SIR_y$ かつ	
		$SIR_x - SIR_y > \eta$	BTSx
		その他	BTSy

表 2

【0025】表 2 の記載事項は、基地局 BTSx と BTSy との間の選択のそれぞれの条件を示す。しかし、これらの選択基準は、任意の数の基地局に一般的に適用できる。送信ダイバーシティは STTD として示すが、任意の種類のダイバーシティに一般的に適用できる。ダイバーシティがない場合はノー・ダイバーシティ (ND) として示す。BTSx と BTSy が同じダイバーシティを有するとき、選択回路 620 は、最大 SIR を有する基地局を選択する。代わりに、基地局の 1 つが送信ダイバーシティを用いるとき、選択回路 620 は、それがダイバーシティを有さない対応基地局よりも大きな SIR を有する場合、それを 1 次基地局として選択する。しか

し、ダイバーシティを有さない基地局のほうが一層大きな SIR を有する場合、ダイバーシティ SIR とノン・ダイバーシティ SIR との差が導線 612 の閾値 η を越える場合にのみ、それが 1 次基地局として選択される。これは、送信ダイバーシティに有利になるように選択の偏りを提供する際に非常に利点がある。これは、STTD を用いたダイバーシティ・アンテナからの直交記号送信の改善された受信のために望ましい。

【0026】選択回路 620 が表 2 の選択基準に従って 1 次基地局を識別した後、移動体装置は、1 次基地局の識別を、基地局を介してネットワーク制御ステーション 500 へ逆送信する (630)。基地局 502 が選択さ

れる場合、ネットワーク制御ステーションはその後、次のフレームのための基地局504及び506から移動体装置512へのデータ記号の送信を終了させる(640)。移動体装置512に選定された全てのデータ記号は、次のデータ・フレームで基地局502によってのみ送信される。しかし、パイロット記号は各基地局に対して送信される。このように、移動体装置は、後続のデータフレームに対し、基地局選択プロセスを反復することができる。これにより、ソフト・ハンドオフ中の移動体装置における干渉が著しく減少する。さらに、選択基準に送信ダイバーシティを加えることにより、以下に詳細に説明するように、システム内の通信が著しく改善される。

【0027】次に図8について述べると、図9のシミュレーション結果のためのシミュレーション・パラメータを示す表が示されている。このシミュレーションは、基地局に関して3 kmphの徒歩移動のドップラー速度に基づく。ノン・ダイバーシティのシミュレーションは、3つの基地局が移動体装置にパイロット記号を送信することを考慮している。シミュレーションされた基地局の何れも送信ダイバーシティを用いない。従って、選択は最大SIRに基づく。ダイバーシティのシミュレーションは、3つの基地局が移動体装置にパイロット記号を送信することを考慮している。シミュレーションされた基地局の全てがSTTDを用いる。このため、基地局の選択は、同じく最大SIRに基づく。図9に関し、 10^{-3} 符号化ビット誤り率(BER)に対し、STTD及びSSDTの破線曲線は、SSDTの実線曲線に比べて1.1 dBの改善を示す。このように、通信方式にSSDTと共にSTTDを含むことによって、通信が著しく改善される。移動体装置だけでなく、そのセル内の干渉も著しく低減される。更に、他の基地局からの干渉のない移動体装置により、改善されたソフト・ハンドオフ判定が迅速に成され得る。

【0028】本発明を好ましい実施例に関連して詳細に説明したが、この説明は例示のためであり、限定的な意

味に解釈されることを意図するものではない。本発明の利点は、本発明の明細書を参照すれば当業者には理解され得るように、例えば、デジタル信号処理回路によって達成できる。更に、送信ダイバーシティをSSDTと組み合わせる代替の形式の利点により、通信において対応する改善点が提供される。

【0029】本発明の概念は、移動体通信方式、及び移動体通信方式内の回路に具現化されることを理解されたい。更に、本発明の記述を参照すれば、本発明の実施例の詳細の多数の変更が当業者には明らかであることを理解されたい。このような変更及び付加的な実施例は以下の特許請求の範囲内にあることを考慮している。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の空間時間送信ダイバーシティ(STTD)を用いる典型的な送信機の簡略ブロック図。

【図2】図1の送信機に用いることができる本発明のSTTDエンコーダにおける信号の流れを示すブロック図。

【図3】受信機と共に用いることができる本発明の位相補正回路の略図。

【図4】図3の位相補正回路を有する受信機のブロック図。

【図5】通信ネットワークにおける信号の流れを示すブロック図。

【図6】本発明の基地局選択を示すフローチャート。

【図7】先行技術の基地局選択を示すフローチャート。

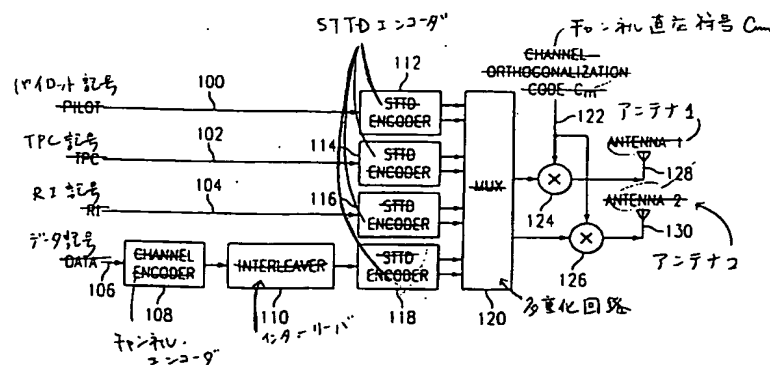
【図8】図9のシミュレーション結果のためのシミュレーション・パラメータを示す表。

【図9】SSDTと、STTD及びSSDTとを比較するシミュレーション。

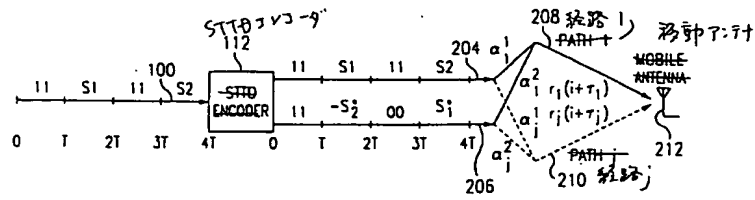
【符号の説明】

500 ネットワーク制御ステーション
502, 504, 506 遠隔送信機
508, 509, 514, 516 信号
512 移動体装置

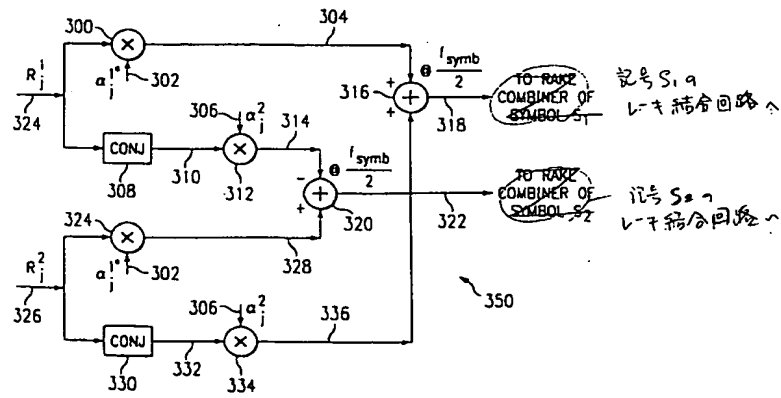
【図1】



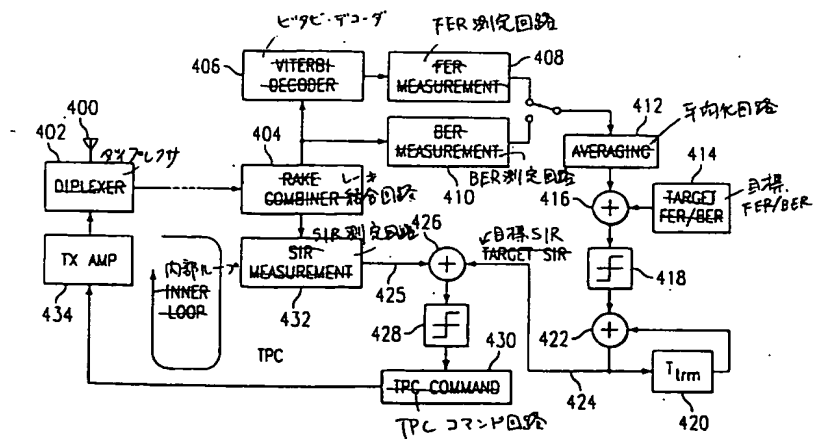
【図 2】



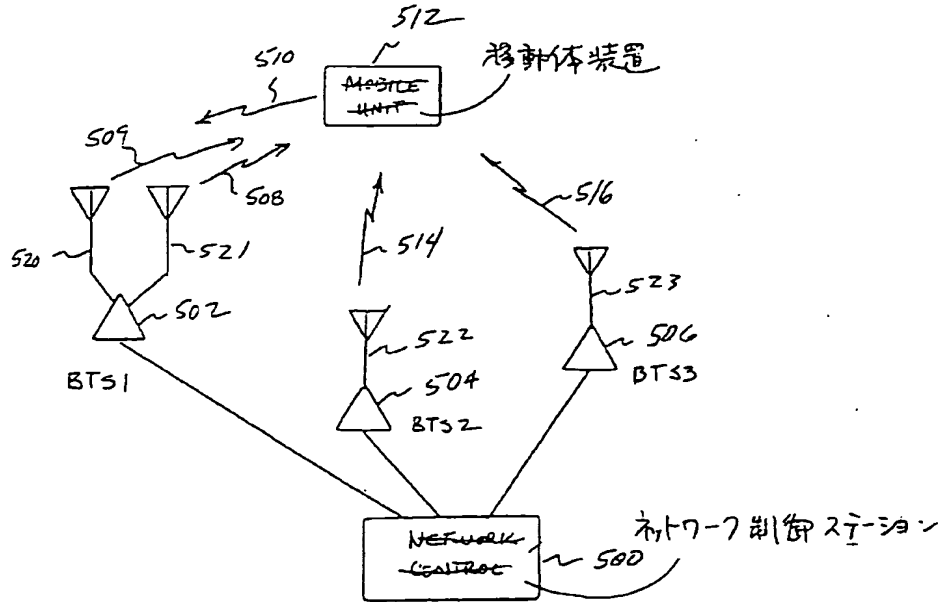
【図 3】



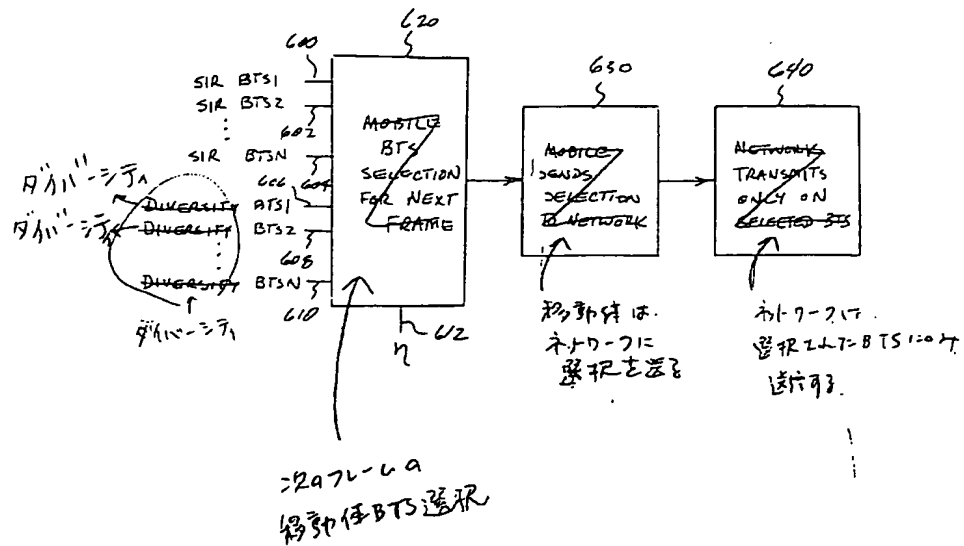
【図 4】



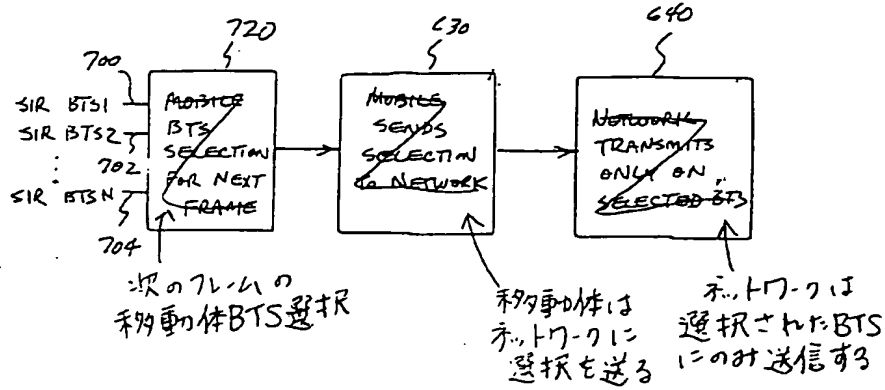
【図5】



【図6】



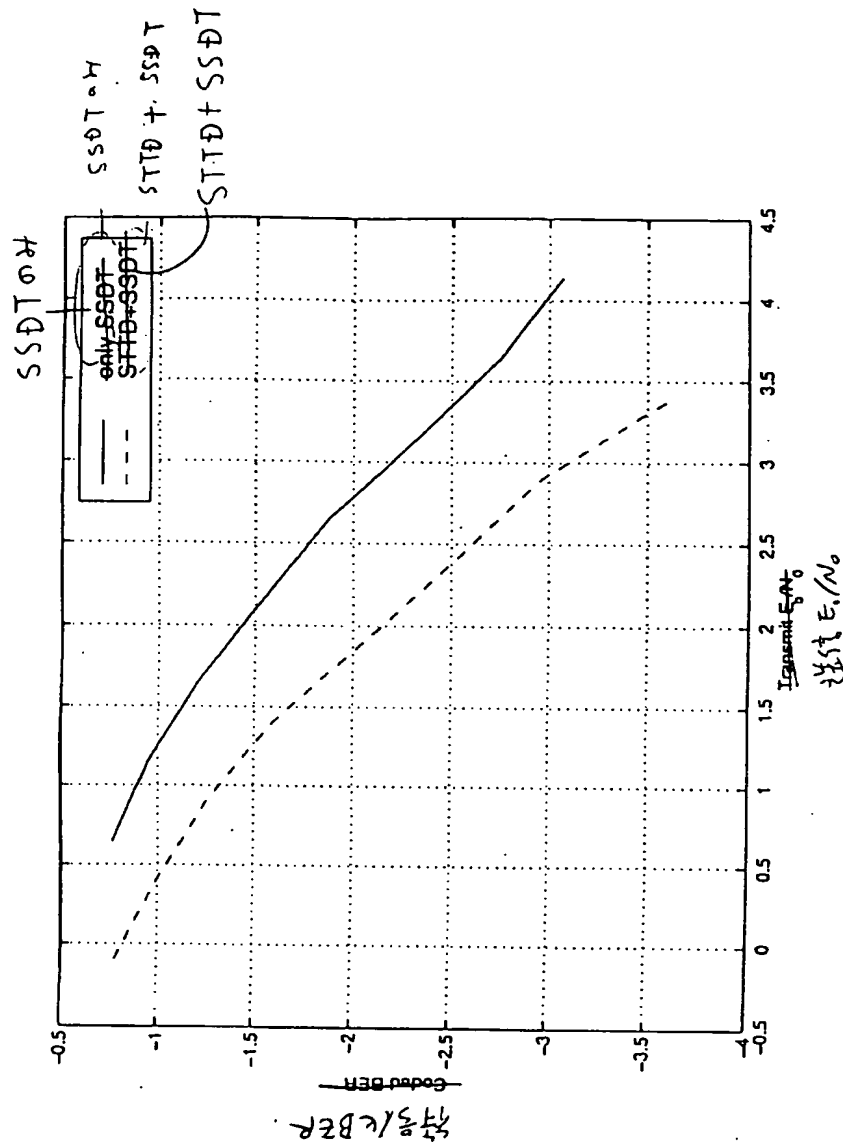
【図7】



【図8】

シミュレーション環境	室内-屋外 徒歩移動
速度	3 kmph
データ速度	32 KSPS
情報ビット速度	8 Kb/s
フレーム毎の Info/CRC/tail ビット	80/16/8
畳み込み符号化速度	1/3, k=9
反復 (Repetition)	8ビット/10 ms (312→320)
インターリーブ	10 ms, 16×20
DCCH ビット/フレーム	96
スロット毎の Pilot/TPC/TFI ビット	8/2/0
チャンネル推定	最適 (Perfect)
ソフト・ハンドオフにおける基地局の数	3
シミュレーション条件: SSDT のみ	3つの基地局の何れもアンテナ・ダイバーシティなし
シミュレーション条件: STTD+SSDT	3つの基地局のそれぞれで STTD 符号化を用いる2つの送信アンテナ
移動体のソフト・ハンドオフ基地局のそれぞれの平均電力	等しい
移動体の基地局選択	SSDT のみ: 最大受信電力に基づく STTD+SSDT: 最大受信電力に基づく
SSDT に対する基地局選択の頻度	フレーム毎 (10 msec.)
SSDT に対する基地局選択におけるアップリンク誤差 (FBI ビット誤り率)	なし
フォワード・リンク電力制御	SSDT のみ: 選択された基地局に対し1つのスロットを平均する STTD+SSDT: 選択された基地局に対し1つのスロットを平均する
電力制御段階 (dB)	1
電力制御速度 (Hz)	1600
TPCアップデート遅延 (スロット)	1
TPC誤り率	5%
所望の符号化BER	10 ⁻³

【図9】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷
H04J 13/00

識別記号

FI
H04J 13/00テーマコード(参考)
A

【外国語明細書】

CELL SELECTION WITH STTD AND SSDT**FIELD OF THE INVENTION**

5 This invention relates to wideband code division multiple access (WCDMA) for a communication system and more particularly to site selection diversity (SSDT) power control with space-time transmit diversity for WCDMA signals.

BACKGROUND OF THE INVENTION

10

 Present code division multiple access (CDMA) systems are characterized by simultaneous transmission of different data signals over a common channel by assigning each signal a unique code. This unique code is matched with a code of a selected receiver to determine the proper recipient of a data signal. These different data signals arrive at the receiver via multiple paths due to ground clutter and unpredictable signal reflection. Additive effects of these multiple data signals at the receiver may result in significant fading or variation in received signal strength. In general, this fading due to multiple data paths may be diminished by spreading the transmitted energy over a wide bandwidth. This wide bandwidth results in greatly reduced fading compared to narrow band transmission modes such as frequency division multiple access (FDMA) or time division multiple access (TDMA).

20

 New standards are continually emerging for next generation wideband code division multiple access (WCDMA) communication systems as described in Provisional U.S. Patent Application No. 60/082,671, filed April 22, 1998, and incorporated herein by reference. These WCDMA systems are coherent communications systems with pilot symbol assisted channel estimation schemes. These pilot symbols are transmitted as quadrature phase shift keyed (QPSK) known data in predetermined time frames to any receivers within range. The frames may propagate in a discontinuous transmission (DTX) mode. For voice traffic, transmission of user data occurs when the user speaks, but no data symbol transmission occurs when the user is silent. Similarly for

25

packet data, the user data may be transmitted only when packets are ready to be sent. The frames are subdivided into fifteen equal time slots of 0.67 milliseconds each. Each time slot is further subdivided into equal symbol times. At a data rate of 30 KSPS, for example, each time slot includes twenty symbol times. Each frame includes pilot symbols as well as other control symbols such as transmit power control (TPC) symbols and rate information (RI) symbols. These control symbols include multiple bits otherwise known as chips to distinguish them from data bits. The chip transmission time (T_C), therefore, is equal to the symbol time rate (T) divided by the number of chips in the symbol (N).

Previous studies have shown that multiple transmit antennas may improve reception by increasing transmit diversity for narrow band communication systems. In their paper New Detection Schemes for Transmit Diversity with no Channel Estimation, Tarokh et al. describe such a transmit diversity scheme for a TDMA system. The same concept is described in A Simple Transmitter Diversity Technique for Wireless Communications by Alamouti. Tarokh et al. and Alamouti, however, fail to teach such a transmit diversity scheme for a WCDMA communication system.

Another improvement in communication systems includes site selection diversity transmit power control (SSDT). The SSDT will be explained with reference to the flow diagram of FIG. 7. A mobile receiver frequently receives signals from multiple base stations. The mobile receiver calculates a signal-to-interference (SIR) ratio for each respective base station. These SIR values are applied to a selection circuit 720 in the mobile receiver. The selection circuit determines the base station with the greatest SIR and sends the identity of this base station to the control network 630 on a frame-by-frame basis. The control network then transmits the next data frame only on the selected base station. This reduces slow lognormal fading and interference within the communication system. SSDT further reduces interference at the mobile receiver and within the cell.

A problem arises with this simplified selection scheme when one or more of the base stations employ transmit diversity. This is because a good SIR may not correspond to a reduced bit

error rate within the cell. An improved SIR due to STTD or other transmit diversity methods, therefore, may have a superior bit error rate compared to another base station having no diversity. Previous designs fail to offer or suggest a solution to SSDT base station selection when one or more base stations employ transmit diversity.

5

SUMMARY OF THE INVENTION

The foregoing problems are resolved by a method of operating a communication circuit comprising the steps of receiving a plurality of signals from a plurality of remote transmitters and
0 determining which of the plurality of remote transmitters use transmit diversity. A signal strength of each respective signal of the plurality of signals is calculated. One of the remote transmitters is selected in response to the steps of determining and calculating.

The present invention reduces interference at the mobile receiver. Transmit power within
5 the cell is reduced.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

A more complete understanding of the invention may be gained by reading the subsequent
20 detailed description with reference to the drawings wherein:

FIG. 1 is a simplified block diagram of a typical transmitter using Space Time Transit Diversity (STTD) of the present invention;

FIG. 2 is a block diagram showing signal flow in an STTD encoder of the present invention that may be used with the transmitter of FIG. 1;

25 FIG. 3 is a schematic diagram of a phase correction circuit of the present invention that may be used with a receiver;

FIG. 4 is a block diagram of a receiver that with the phase correction circuit of FIG. 3;

FIG. 5 is a block diagram showing signal flow in a communication network;

FIG. 6 is a flow diagram showing base station selection of the present invention;

FIG. 7 is a flow diagram showing base station selection of the prior art;

FIG. 8 is a diagram showing simulation parameters for the simulation results of FIG. 9; and

FIG. 9 is a simulation comparing SSDT to STTD and SSDT.

5 DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

Referring to FIG. 1, there is a simplified block diagram of a typical transmitter using Space Time Transit Diversity (STTD) of the present invention. The transmitter circuit receives pilot symbols, TPC symbols, RI symbols and data symbols on leads 100, 102, 104 and 106, respectively.
 10 Each of the symbols is encoded by a respective STTD encoder as will be explained in detail. Each STTD encoder produces two output signals that are applied to multiplex circuit 120. The multiplex circuit 120 produces each encoded symbol in a respective symbol time of a frame. Thus, a serial sequence of symbols in each frame is simultaneously applied to each respective multiplier circuit 124 and 126. A channel orthogonal code C_m is multiplied by each symbol to provide a unique
 15 signal for a designated receiver. The STTD encoded frames are then applied to antennas 128 and 130 for transmission.

Turning now to FIG. 2, there is a block diagram showing signal flow in an STTD encoder of the present invention that may be used with the transmitter of FIG. 1 for pilot symbol encoding.
 20 The pilot symbols are predetermined control signals that may be used for channel estimation and other functions as will be described in detail. Operation of the STTD encoder 112 will be explained with reference to TABLE 1. The STTD encoder receives pilot symbol 11 at symbol time T , pilot symbol S_1 at symbol time $2T$, pilot symbol 11 at symbol time $3T$ and pilot symbol S_2 at symbol time $4T$ on lead 100 for each of sixteen time slots of a frame. For a first embodiment of the present
 25 invention having a data rate of preferably 32 KSPS, the STTD encoder produces a sequence of four pilot symbols for each of two antennas corresponding to leads 204 and 206, respectively, for each of the sixteen time slots of TABLE 1. The STTD encoder produces pilot symbols B_1 , S_1 , B_2 and S_2 at symbol times $T-4T$, respectively, for a first antenna at lead 204. The STTD encoder simultaneously produces pilot symbols B_1 , $-S_1^*$, $-B_2$ and S_2^* at symbol times $T-4T$, respectively,

at lead 206 for a second antenna. Each symbol includes two bits representing a real and imaginary component. An asterisk indicates a complex conjugate operation or sign change of the imaginary part of the symbol. Pilot symbol values for the first time slot for the first antenna at lead 204, therefore, are 11, 11, 11 and 11. Corresponding pilot symbols for the second antenna at lead 206 are 11, 01, 00 and 10.

The bit signals $r_j(i + \tau_j)$ of these symbols are transmitted serially along respective paths 208 and 210. Each bit signal of a respective symbol is subsequently received at a remote mobile antenna 212 after a transmit time τ corresponding to the j^{th} path. The signals propagate to a despreader input circuit (not shown) where they are summed over each respective symbol time to produce input signals R_j^1 , R_j^2 , R_j^3 and R_j^4 corresponding to the four pilot symbol time slots and the j^{th} of L multiple signal paths as previously described.

SLOT	ANTENNA 1				ANTENNA 2			
	B_1	S_1	B_2	S_2	B_1	$-S_2^*$	$-B_2$	S_1^*
1	11	11	11	11	11	01	00	10
2	11	11	11	01	11	11	00	10
3	11	01	11	01	11	11	00	00
4	11	10	11	01	11	11	00	11
5	11	10	11	11	11	01	00	11
6	11	10	11	11	11	01	00	11
7	11	01	11	00	11	10	00	00
8	11	10	11	01	11	11	00	11
9	11	11	11	00	11	10	00	10
10	11	01	11	01	11	11	00	00
11	11	11	11	10	11	00	00	10
12	11	01	11	01	11	11	00	00
13	11	00	11	01	11	11	00	01
14	11	10	11	00	11	10	00	11
15	11	01	11	00	11	10	00	00
16	11	00	11	00	11	10	00	01

TABLE 1

The input signals corresponding to the pilot symbols for each time slot are given in equations [5-8]. Noise terms are omitted for simplicity. Received signal R_j^1 is produced by pilot symbols (B_1, B_1) having a constant value (11,11) at symbol time T for all time slots. Thus, the

received signal is equal to the sum of respective Rayleigh fading parameters corresponding to the first and second antennas. Likewise, received signal R_j^3 is produced by pilot symbols $(B_2, -B_2)$ having a constant value (11,00) at symbol time $3T$ for all time slots. Channel estimates for the Rayleigh fading parameters corresponding to the first and second antennas, therefore, are readily
 5 obtained from input signals R_j^1 and R_j^3 as in equations [9] and [10].

$$R_j^1 = \alpha_j^1 + \alpha_j^2 \quad [5]$$

$$R_j^2 = \alpha_j^1 S_1 - \alpha_j^2 S_2^* \quad [6]$$

$$R_j^3 = \alpha_j^1 - \alpha_j^2 \quad [7]$$

$$R_j^4 = \alpha_j^1 S_1 + \alpha_j^2 S_1^* \quad [8]$$

$$10 \quad \alpha_j^1 = (R_j^1 + R_j^3) / 2 \quad [9]$$

$$\alpha_j^2 = (R_j^1 - R_j^3) / 2 \quad [10]$$

Referring now to FIG. 3, there is a schematic diagram of a phase correction circuit of the present invention that may be used with a remote mobile receiver. This phase correction circuit
 15 receives input signals R_j^2 and R_j^4 on leads 324 and 326 at symbol times $2T$ and $4T$, respectively. Each input signal has a value determined by the transmitted pilot symbols as shown in equations [6] and [8], respectively. The phase correction circuit receives a complex conjugate of a channel estimate of a Rayleigh fading parameter α_j^{1*} corresponding to the first antenna on lead 302 and a channel estimate of another Rayleigh fading parameter α_j^2 corresponding to the second antenna on
 20 lead 306. Complex conjugates of the input signals are produced by circuits 308 and 330 at leads 310 and 322, respectively. These input signals and their complex conjugates are multiplied by Rayleigh fading parameter estimate signals and summed as indicated to produce path-specific first and second symbol estimates at respective output leads 318 and 322 as in equations [11] and [12].

$$R_j^2 \alpha_j^{1*} + R_j^{4*} \alpha_j^2 = (|\alpha_j^1|^2 + |\alpha_j^2|^2) S_1 \quad [11]$$

$$25 \quad -R_j^{2*} \alpha_j^2 + R_j^4 \alpha_j^{1*} = (|\alpha_j^1|^2 + |\alpha_j^2|^2) S_2 \quad [12]$$

These path-specific symbol estimates are then applied to a rake combiner circuit 404 (FIG. 4) to sum individual path-specific symbol estimates, thereby providing net soft symbols or pilot symbol signals as in equations [13] and [14].

$$\bar{S}_1 = \sum_{j=1}^L R_j^2 \alpha_j'' + R_j^{4''} \alpha_j^2 \quad [13]$$

$$\bar{S}_2 = \sum_{j=1}^L -R_j^{2''} \alpha_j^2 + R_j^4 \alpha_j'' \quad [14]$$

These soft symbols or estimates provide a path diversity L and a transmit diversity 2. Thus, the total diversity of the STTD system is $2L$. This increased diversity is highly advantageous in providing a reduced bit error rate.

Referring now to FIG. 4, there is a simplified diagram of a mobile communication system that may use the phase correction circuit (FIG. 3) with closed-loop power control of the present invention. The mobile communication system includes an antenna 400 for transmitting and receiving external signals. The diplexer 402 controls the transmit and receive function of the antenna. Multiple fingers of rake combiner circuit 404 combine received signals from multiple paths. Symbols from the rake combiner circuit 404, including pilot symbol signals of equations [13] and [14], are applied to a bit error rate (BER) circuit 410 and to a Viterbi decoder 406. Decoded symbols from the Viterbi decoder are applied to a frame error rate (FER) circuit 408. Averaging circuit 412 produces one of a FER and BER. This selected error rate is compared to a corresponding target error rate from reference circuit 414 by comparator circuit 416. The compared result is applied to bias circuit 420 via circuit 418 for generating a signal-to-interference ratio (SIR) reference signal on lead 424.

Pilot symbols from the rake combiner 404 are applied to the SIR measurement circuit 432. These pilot symbols are obtained from a common pilot channel similar to a broadcast channel. The SIR measurement circuit produces a received signal strength indicator (RSSI) estimate from an average of received pilot symbols. The SIR measurement circuit also produces an interference signal strength indicator (ISSI) estimate from an average of interference signals from base stations

and other mobile systems over many time slots. The SIR measurement circuit produces an SIR estimate from a ratio of the RSSI signal to the ISSI signal. This SIR estimate is compared with a target SIR by circuit 426. This comparison result is applied to TPC command circuit 430 via circuit 428. The TPC command circuit 430 sets a TPC symbol control signal that is transmitted to a remote
5 base station. This TPC symbol instructs the base station to either increase or decrease transmit power by preferably 1 dB for subsequent transmission.

Referring now to FIG. 5, there is a block diagram showing signal flow in a communication network of the present invention. The communication network includes a network control station
10 500 connected to each remote base station 502-506. The network control station transmits and receives frames of data in predetermined time slots via the base stations. The network control station performs many other functions including power control and communicating with other communication networks. The network control station initiates SSDT communication with the mobile unit 512 preferably during a soft handoff period such as when the mobile unit moves from
15 one base station to another. This soft handoff period requires the mobile unit 512 to select one of base stations 502-506 with which to communicate. The mobile unit receives an active list from the network control station by which it may identify each base station. The mobile unit also receives information on transmit diversity for each respective base station. For example, the mobile unit determines that base station 502 employs STTD and that base stations 504 and 506 employ no
20 diversity. The mobile unit calculates a SIR from received pilot symbols for each base station and selects one of the base stations as a primary base station. The mobile then transmits 510 the identity of this primary base station back to the network control station via a base station. The network control station then terminates transmission of data symbols to the mobile unit 512 in the next data frame from all except the selected base station. This greatly reduces interference at the mobile unit
25 during soft handoff.

Turning now to FIG. 6, there is a flow diagram showing base station selection of the present invention. The mobile unit receives an active list from the network control station upon SSDT initialization. The mobile unit calculates a SIR for each base station on this active list from the

received pilot symbols. The respective SIR signals for each base station are applied via leads 600-604 to selection circuit 620. Selection circuit 620 receives diversity signals corresponding to each base station on leads 606-610. These diversity signals indicate whether the respective base station employs transmit diversity. The selection circuit receives a reference signal η on lead 612. This reference signal together with SIR and diversity signals is used to select a primary base station as indicated in TABLE II.

	BTSx	BTSy	Criteria	Selection
	ND	ND	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
			$SIR_y > SIR_x$	BTSy
10	STTD	STTD	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
			$SIR_y > SIR_x$	BTSy
	STTD	ND	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
			$SIR_y > SIR_x$ and	
			$SIR_y - SIR_x > \eta$	BTSy
15			else	BTSx
	ND	STTD	$SIR_y > SIR_x$	BTSy
			$SIR_x > SIR_y$ and	
			$SIR_x - SIR_y > \eta$	BTSx
			else	BTSy
20				

TABLE II

The entries of TABLE II show each condition for selecting between base stations BTSx and BTSy. These selection criteria, however, are generally applicable to any number of base stations. Transmit diversity is indicated as STTD but generally applies to any type of diversity. An absence of diversity is indicated as no diversity (ND). For the case where BTSx and BTSy have the same diversity, selection circuit 620 selects the base station with the greatest SIR. Alternatively, when one of the base stations employs transmit diversity, selection circuit 620 selects it as the primary base station if it has a greater SIR than the corresponding base station without diversity. If the base station without diversity has a greater SIR, however, then it is selected as the primary base station only if a difference between the diversity SIR and the non-diversity SIR exceeds the threshold signal η on lead 612. This is highly advantageous in providing a selection bias in favor of transmit diversity. This is desirable due to the improved reception of orthogonal symbol transmission from the diversity antenna with STTD.

After the selection circuit 620 identifies a primary base station according to the selection criteria of TABLE II, mobile unit sends the identity of the primary base station back to the network control station 500 via a base station 630. For the case where base station 502 is selected, the network control station then terminates transmission of data symbols to the mobile unit 512 from base stations 504 and 506 for the next frame 640. All data symbols designated for mobile unit 512 are transmitted only by base station 502 in the next data frame. Pilot symbols, however, are transmitted for each base station. Thus, the mobile unit may repeat the base station selection process for subsequent data frames. This greatly reduces interference at the mobile unit during soft handoff. Moreover, the addition of transmit diversity in the selection criteria greatly improves communication within the system as will be discussed in detail.

Referring now to FIG. 8 there is a diagram showing simulation parameters for the simulation results of FIG. 9. The simulation is based on a Doppler rate for 3-kmph pedestrian travel with respect to the base station. The non-diversity simulation considers that three base stations transmit pilot symbols to the mobile unit. None of the simulated base stations employ transmit diversity. Thus, selection is based on maximum SIR. The diversity simulation considers that three base stations transmit pilot symbols to the mobile unit. All of the simulated base stations employ STTD. Thus, base station selection is again based on maximum SIR. Referring to FIG. 9, the STTD and SSDT dashed curve shows a 1.1 dB improvement over the SSDT solid curve for a 10^{-3} coded bit error rate (BER). Thus, communication is greatly improved by including STTD with SSDT in the communication system. Interference at the mobile unit as well as within the cell is greatly reduced. Moreover, improved soft handoff decisions are quickly made by the mobile unit in the absence of interference from other base stations.

Although the invention has been described in detail with reference to its preferred embodiment, it is to be understood that this description is by way of example only and is not to be construed in a limiting sense. For example, advantages of the present invention may be achieved by a digital signal processing circuit as will be appreciated by those of ordinary skill in the art having

access to the instant specification. Furthermore, the advantages of alternative forms of transmit diversity combined with SSDT provide a corresponding improvement in communications.

- 5 It is understood that the inventive concept of the present invention may be embodied in a mobile communication system as well as circuits within the mobile communication system. It is to be further understood that numerous changes in the details of the embodiments of the invention will be apparent to persons of ordinary skill in the art having reference to this description. It is contemplated that such changes and additional embodiments are within the spirit and true scope of the invention as claimed below.

WHAT IS CLAIMED:

1. A method of operating a communication circuit, comprising the steps of:
receiving a plurality of signals from a plurality of remote transmitters;
determining which of the plurality of remote transmitters use transmit diversity;
calculating a signal strength of each respective signal of the plurality of signals; and
selecting one of the remote transmitters in response to the steps of determining and calculating.
2. A method as in claim 1, wherein the step of calculating the signal strength comprises calculating a signal-to-interference ratio.
3. A method as in claim 2, wherein the step of selecting comprises selecting a remote transmitter having the greatest signal-to-interference ratio of the plurality of remote transmitters.
4. A method as in claim 1, wherein the plurality of signals from the plurality of remote transmitters comprises pilot symbols.
5. A method as in claim 1, further comprising the step of transmitting an identity of said one of the remote transmitters to a remote receiver.
6. A method as in claim 5, further comprising the step of receiving a plurality of data signals from said one of the remote transmitters in response to the step of transmitting.
7. A method as in claim 1, wherein the transmit diversity is space-time transmit diversity.
8. A method as in claim 1, further comprising the step of comparing a reference value to a difference between signal strengths of the plurality of transmitters, wherein the step of selecting further comprises the step of comparing.

9. A method of operating a communication circuit, comprising the steps of:
transmitting a plurality of signals from a respective plurality of transmitters;
receiving an identity of a selected transmitter of the plurality of transmitters in response to
transmit diversity and signal strength of each respective transmitter; and
transmitting from the selected transmitter and not transmitting at least one signal from at
least another transmitter in response to the step of receiving.
10. A method as in claim 9, wherein the plurality of signals comprises pilot symbols.
11. A method as in claim 9, wherein the transmit diversity is space-time transmit diversity.
12. A method as in claim 9, wherein the signal strength is a signal-to-interference ratio.
13. A method as in claim 9, wherein the step of transmitting from the selected transmitter
comprises transmitting data symbols, and wherein not transmitting at least one signal comprises not
transmitting at least one data symbol.
14. A method as in claim 7, further comprising transmitting a list of active transmitters from the
respective plurality of transmitters.

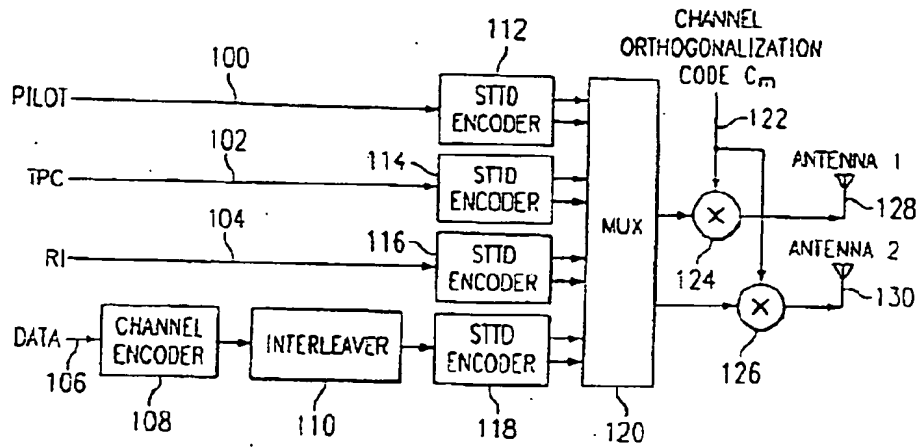


FIG. 1

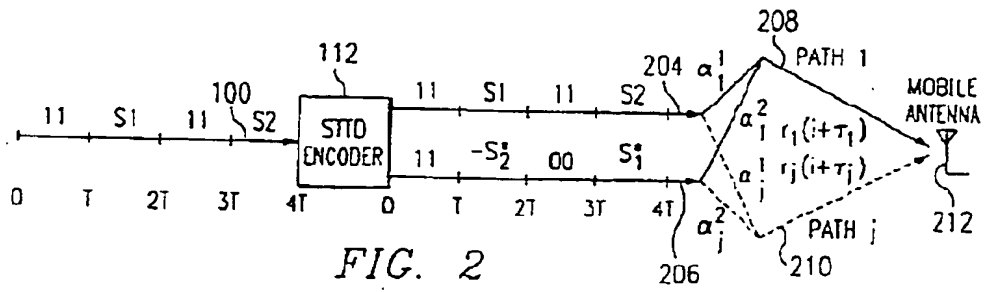


FIG. 2

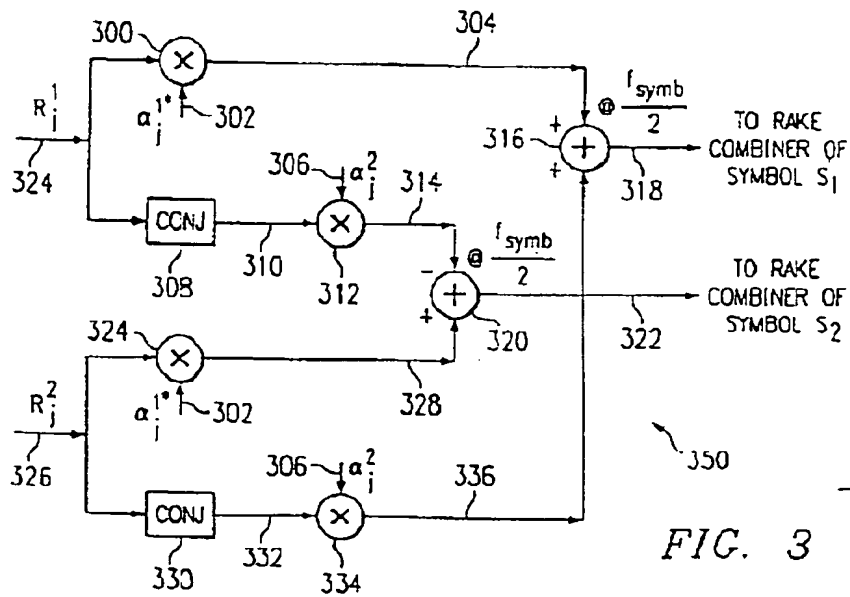
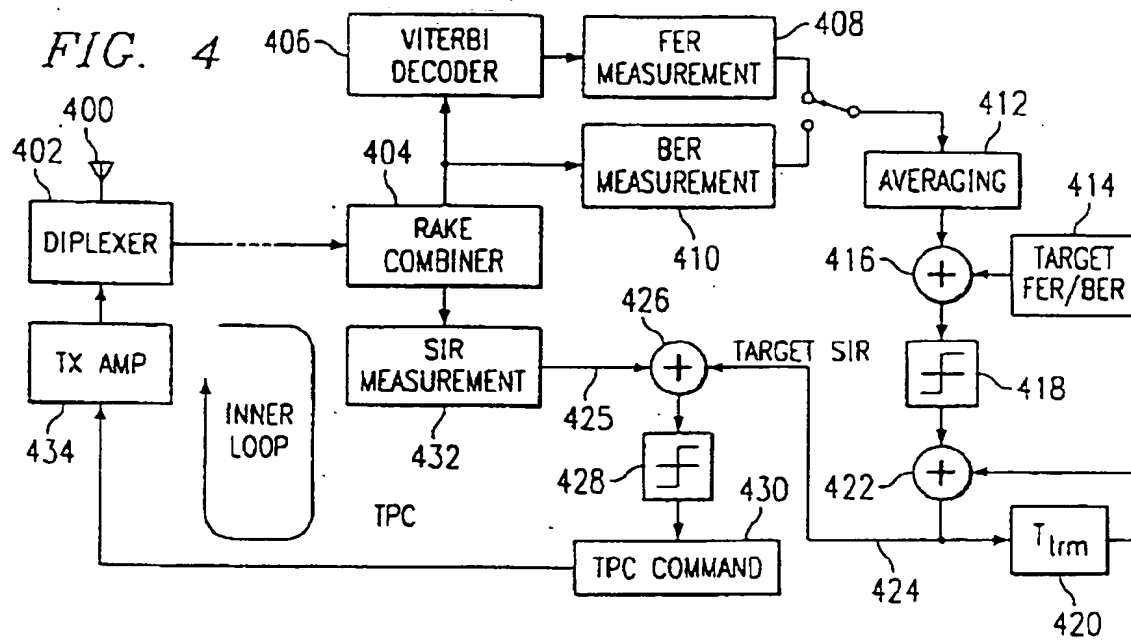


FIG. 3



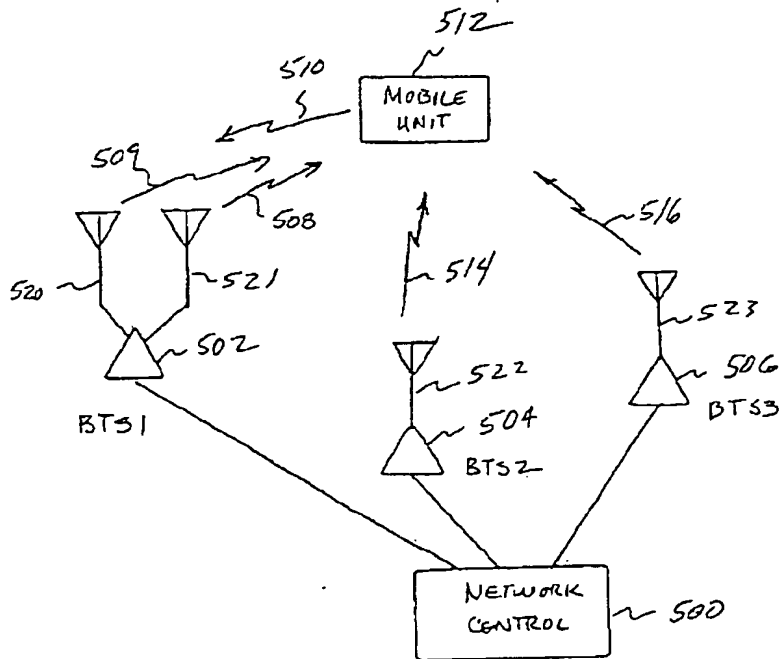


FIG. 5

4

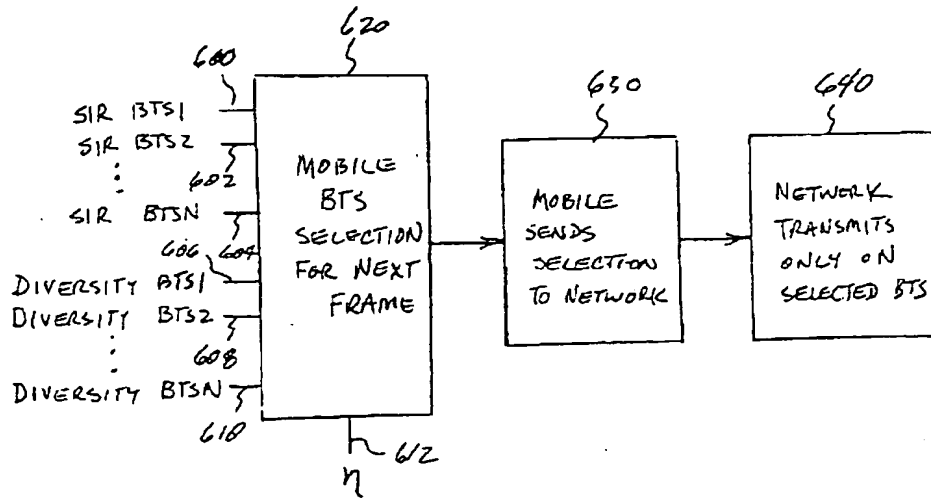
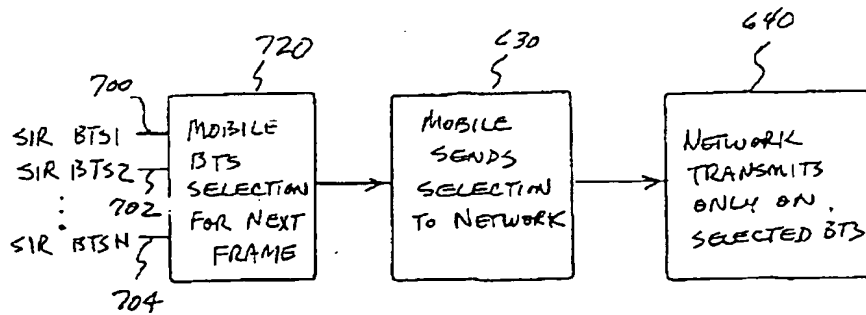


FIG. 6

FIG. 7
(PRIOR ART)

5

Simulation environment	Indoor-to-outdoor pedestrian
Velocity	3 kmph
Data rate	32 KSPS
Information bit rate	8 Kb/s
Info/CRC/tail bit per frame	80/16/8
Convolutional coding rate	1/3, $k = 9$
Repetition	8 bits/10 ms (312 \rightarrow 320)
Interleaver	10 ms, 16 \times 20
DCCH bits/frame	96
Pilot/TPC/TFI bits per slot	8/2/0
Channel Estimation	Perfect
Number of base stations in soft handoff	3
Simulation condition: only SSDT	No antenna diversity at any of the 3 base stations
Simulation condition: STTD + SSDT	Two transmit antennas with STTD encoding at each of the 3 base stations
Relative average powers of soft handoff base stations at the mobile	equal
Base station selection at mobile	Only SSDT: Based upon maximum received power STTD+SSDT: Based upon maximum received power
Frequency of base station selection for SSDT	Once per frame (10 msec.)
Up link errors in base station selection for SSDT (FBI bit error rate)	None
Forward link power control	Only SSDT: One slot averaging for the selected base station STTD+SSDT: One slot averaging for the selected base station
Power control step (dB)	1
Power control rate (Hz)	1600
TPC update delay (slots)	1
TPC error rate	5%
Desired coded BER	10^{-1}

FIG. 8

6

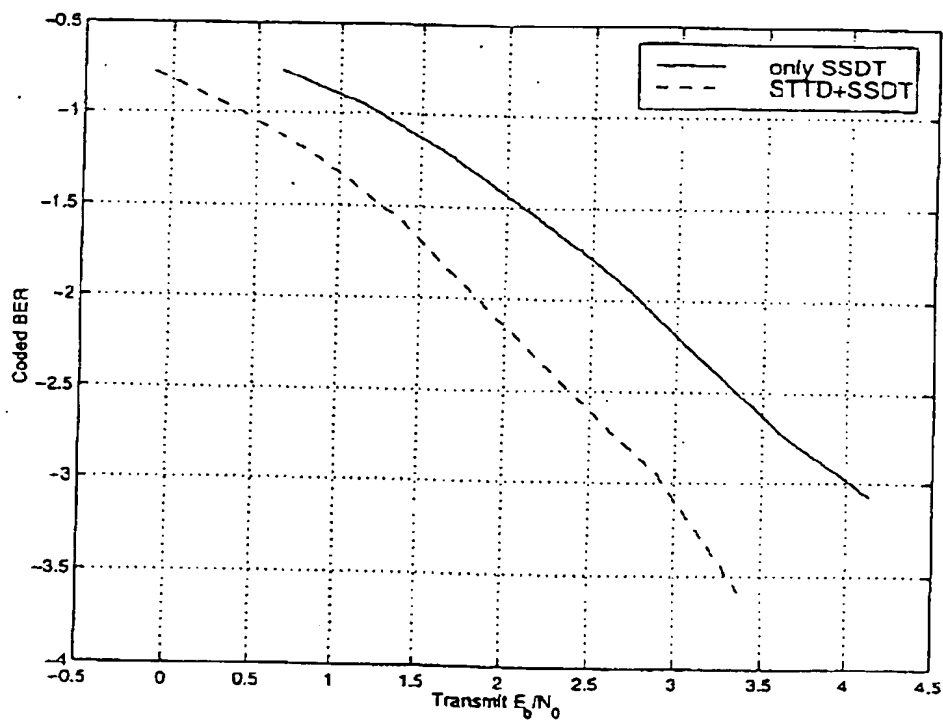


FIG. 9

1 Abstract**ABSTRACT****ABSTRACT OF THE INVENTION**

A method of operating a communication circuit comprises the steps of receiving a plurality of signals (508-509, 514-516) from a plurality of remote transmitters (502-506) and determining which of the plurality of remote transmitters use transmit diversity. A signal strength of each respective signal of the plurality of signals is calculated. One of the remote transmitters is selected in response to the steps of determining and calculating.

2 Representative Drawing

Fig. 5